

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-083595

(43)Date of publication of application : 28.03.1997

(51)Int.Cl.

H04L 27/22
H04B 1/10

(21)Application number : 07-240345

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 19.09.1995

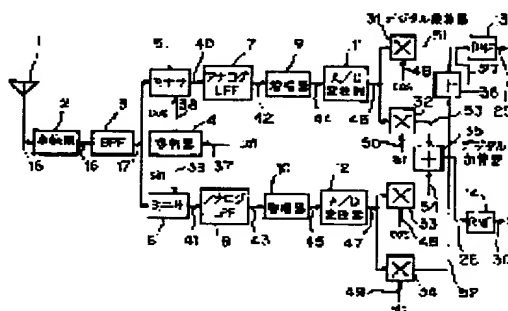
(72)Inventor : SUDO HIROAKI
OTA GENICHIRO
SASAKI FUJIO

(54) DIRECT CONVERSION RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent receiving impairment caused by the deterioration of reception sensitivity due to DC offsetting and prevent interference by an adjacent channel wave superimposed on a desired wave.

SOLUTION: The frequency of a local oscillation signal inputted to an orthogonal demodulator including a phase shift unit 4 and mixers 5 and 6 is shifted from the frequency of an RF signal and is orthogonally demodulated. The spurious frequency component of a signal outputted by the orthogonal demodulator is removed by analog low-pass filters 7 and 8. The signal of one system in the output signals is converted into a digital signal by A/D converters 11 and 12. Then, the adjacent channel wave superimposed on the desired signal is removed by an adjacent channel wave removal circuit constituted by digital multipliers 31 to 34 and digital adders 35 and 46.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 18.09.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 13.03.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2001-05738

BEST AVAILABLE COPY

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 12.04.2001

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-83595

(43) 公開日 平成9年(1997)3月28日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/22			H 0 4 L 27/22	Z
H 0 4 B 1/10			H 0 4 B 1/10	L

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平7-240345

(22) 出願日 平成7年(1995)9月19日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 須 藤 浩 章

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 太 田 現 一 郎

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 佐 々 木 富 士 雄

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

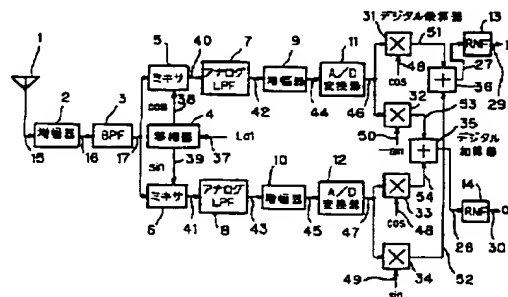
(74) 代理人 弁理士 蔵合 正博

(54) 【発明の名称】 ダイレクトコンバージョン受信機

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 直流オフセットによる受信感度劣化および希望波に重量される隣接チャネル波による受信障害を防止する。

【解決手段】 位相器4、ミキサ5、6等を含む直交復調器に入力する局部周波新信号の周波数をRF信号の周波数からずらして直交復調するとともに、直交復調器によって出力される信号に対し、アナログローパスフィルタ7、8で不要周波数成分を除去し、その出力信号のうちの1つの系統の信号をそれぞれA/D変換器11、12でデジタル信号に変換し、デジタル乗算器31~34とデジタル加算器35、36によって構成される隣接チャネル波除去回路で希望信号に重量される隣接チャネル波を除去する。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 信号を受信する空中線と、前記空中線により受信された信号を周波数変換するミキサおよび移相器とによって構成される直交復調器と、前記直交復調器から出力される信号に対し不要周波数成分を除去するアナログローパスフィルタと、前記アナログローパスフィルタから出力される信号をディジタル信号に変換する A/D 変換器と、ディジタル乗算器とディジタル加算器によって構成される隣接チャネル波除去回路と、前記隣接チャネル波除去回路から出力されるベースバンド信号に対し波形整形を行なうルートナイキストフィルタとを備え、前記ルートナイキストフィルタの出力からベースバンド信号を得るダイレクトコンバージョン受信機。

【請求項 2】 隣接チャネル波除去回路をディジタル 90 度移相器とディジタル加算器によって構成したことを特徴とする請求項 1 記載のダイレクトコンバージョン受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、ディジタル移動体通信等に使用する無線機に使用するダイレクトコンバージョン受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 3 は従来のダイレクトコンバージョン受信機の構成を示している。図 3 において、1 は信号を受信する空中線、2 は受信した信号を所定のレベルに増幅する増幅器、3 は増幅器 2 によって出力された信号に対し不要周波数成分を除去するバンドパスフィルタ (BPF)、4 は入力された局部発振信号から \cos 波および \sin 波を得る移相器、5 と 6 は受信信号と局部発振信号とをミキシングして I、Q 信号を得るミキサ、7 と 8 は I、Q 信号に対し不要周波数成分を除去するアナログローパスフィルタ (LPF)、9 と 10 は I、Q 信号を所定のレベルに増幅する増幅器、11 と 12 はアナログ信号ディジタル信号に変換する A/D 変換器、13 と 14 は I、Q ベースバンド信号に対し波形整形を行なうルートナイキストフィルタ (RNF) である。

【0003】 以上のように構成されたダイレクトコンバージョン受信機では、空中線 1 により受信された受信信号 15 は、増幅器 2 によって所定のレベルに増幅され、信号 16 が出力される。信号 16 は、バンドパスフィルタ 3 によって不要周波数成分を除去され、信号 17 が得られる。次に局部発振信号 18 が移相器 4 に入力され、 \cos 波 19 と \sin 波 20 が出力される。信号 17 と \cos 波 19 はミキサ 5 によってミキシングされてダウンコンバートされ、信号 21 が得られる。同様に、信号 17 と \sin 波 20 はミキサ 6 によってミキシングされてダウンコンバートされ、信号 22 が得られる。

【0004】 次に、信号 21 はアナログローパスフィルタ 7 に入力され、不要周波数成分を除去され、信号 23

が得られる。同様に、信号 24 はアナログローパスフィルタ 8 に入力され、不要周波数成分を除去され、信号 24 が得られる。信号 23 は増幅器 9 によって所定のレベルに増幅され、信号 25 が得られる。同様に、信号 24 は増幅器 10 によって所定のレベルに増幅され、信号 26 が得られる。信号 25 と信号 26 は、それぞれ A/D 変換器 11、12 によってディジタル信号に変換され、それぞれ信号 27、28 が得られる。最後に、信号 27 と信号 28 は、それぞれルートナイキストフィルタ 13、14 によって波形整形され、それぞれ波形整形されたベースバンド I 信号 29 および波形整形されたベースバンド Q 信号 30 が得られる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、上記構成のダイレクトコンバージョン受信機では、直交復調器を構成する空中線 1、増幅器 2、バンドパスフィルタ 3、移相器 4、ミキサ 5、6 のうち、ミキサ 5、6 や増幅器 2 の直流オフセット等によって、I、Q ベースバンド信号に直流オフセットが生じ、この直流オフセットによって、受信感度劣化が生じる問題があった。

【0006】 このような問題を解決するためには、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数を RF 信号の周波数からずらす方法があるが、この方式を用いると、隣接チャネル波が希望信号に重畳され受信障害が生じる問題があった。

【0007】 本発明は、このような従来の問題を解決するものであり、直流オフセットを除去するとともに、希望信号に重畳される隣接チャネル波を除去することのできるダイレクトコンバージョン受信機を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】 本発明は、上記目的を達成するために、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数を RF 信号の周波数からずらして直交復調するとともに、直交復調器から出力される 2 つの系統の信号に対し、ディジタル乗算器とディジタル加算器、またはディジタル 90 度移相器とディジタル加算器により構成される隣接チャネル波除去回路により、希望信号に重畳される隣接チャネル波を除去するようにしたものである。

【0009】

【作用】 したがって本発明によれば、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数を RF 信号の周波数からずらして直交復調することにより、ベースバンド信号の直流オフセットを除去することができ、またその出力に隣接チャネル除去回路により希望信号に重畳される隣接チャネル波を除去することができる。

【0010】

【実施例】

（実施例 1） 図 1 は本発明の第 1 実施例の構成を示しており、図 3 の従来例の説明に用いた符号が同様な要素に

対して用いてある。図 1 において、1 は信号を受信する空中線、2 は受信した信号を所定のレベルに増幅する増幅器、3 は増幅器 2 によって増幅された信号に対し不要周波数成分を除去するバンドパスフィルタ (BPF)、4 は入力された局部発振信号から \cos 波および \sin 波を得る移相器、5 と 6 は受信信号と局部発振信号とをミキシングして I、Q 信号を得るミキサ、7 と 8 は I、Q 信号に対し不要周波数成分を除去するアナログローパスフィルタ (LPF)、9 と 10 は I、Q 信号を所定のレベルに増幅する増幅器、11、12 はアナログ信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器、13 と 14 は I、Q ベースバンド信号に対し波形整形を行なうルートナイキストフィルタ (RNF) である。

$$S(t) = \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\} \\ + \{I(t)\cos 2\pi (f+2\Delta f)t + Q(t)\sin 2\pi (f+2\Delta f)t\} \\ \dots (1)$$

ただし、I(t) ; ベースバンド I 信号 (希望波成分)

Q(t) ; ベースバンド Q 信号 (希望波成分)

II(t) ; ベースバンド I 信号 (隣接チャネル波成分)

QQ(t) ; ベースバンド Q 信号 (隣接チャネル波成分)

【0013】 局部発振信号 37 は移相器 4 に入力され

$$SI(t) = \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\} \cos 2\pi (f+\Delta f)t \\ + \{II(t)\cos 2\pi (f+2\Delta f)t \\ + QQ(t)\sin 2\pi (f+2\Delta f)t\} \cos 2\pi (f+\Delta f)t \\ = \{I(t)\cos 2\pi (2f+\Delta f)t + Q(t)\sin 2\pi (f+\Delta f)t\} / 2 \\ + \{I(t)\cos 2\pi \Delta ft - Q(t)\sin 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ + \{II(t)\cos 2\pi (2f+\Delta f)t + QQ(t)\sin 2\pi (f+\Delta f)t\} / 2 \\ + \{II(t)\cos 2\pi \Delta ft + QQ(t)\sin 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ \dots (2)$$

【0014】 同様に信号 17 は、ミキサ 6 によって \sin 波 39 とミキシングされてダウンコンバートされ、信

て、 \cos 波 38 と \sin 波 39 が出力され、それぞれミキサ 5 と 6 に入力される。信号 17 は、ミキサ 5 によって \cos 波 38 とミキシングされてダウンコンバートされ、信号 40 の $SI(t)$ が得られる。信号 40 の $SI(t)$ は次式で示される。

$$SQ(t) = \{I(t)\cos 2\pi ft + Q(t)\sin 2\pi ft\} \sin 2\pi (f+\Delta f)t \\ + \{II(t)\cos 2\pi (f+2\Delta f)t \\ + QQ(t)\sin 2\pi (f+2\Delta f)t\} \sin 2\pi (f+\Delta f)t \\ = \{I(t)\sin 2\pi (2f+\Delta f)t + Q(t)\cos 2\pi (f+\Delta f)t\} / 2 \\ + \{I(t)\sin 2\pi \Delta ft + Q(t)\cos 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ + \{II(t)\sin 2\pi (2f+\Delta f)t + QQ(t)\cos 2\pi (f+\Delta f)t\} / 2 \\ + \{-II(t)\sin 2\pi \Delta ft + QQ(t)\cos 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ \dots (3)$$

【0015】 次に信号 40 は、アナログローパスフィルタ 7 に入力され、不要周波数成分を除去され、信号 42

の $SSI(t)$ が得られる。信号 42 の $SSI(t)$ は次式で示される。

$$SSI(t) = \{I(t)\cos 2\pi \Delta ft - Q(t)\sin 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ + \{II(t)\cos 2\pi \Delta ft + QQ(t)\sin 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ \dots (4)$$

【0016】 同様に信号 41 は、アナログローパスフィルタ 8 に入力され、不要周波数成分を除去され、信号 4

3 の $SSQ(t)$ が得られる。信号 43 の $SSQ(t)$ は次式で示される。

$$SSQ(t) = \{I(t)\sin 2\pi \Delta ft + Q(t)\cos 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ + \{-II(t)\sin 2\pi \Delta ft + QQ(t)\cos 2\pi \Delta ft\} / 2 \\ \dots (5)$$

【0017】 次に信号 42 と信号 43 は、それぞれ増幅器 9 と 10 によって増幅され、それぞれ信号 44 と信号 45 が得られる。信号 44 は A/D 変換器 11 によって

デジタル信号に変換され、信号 46 の $D_I(nT)$ が得られる。信号 46 の $D_I(nT)$ は次式で示される。

$$DI(nT) = \{I(nT)\cos 2\pi \Delta f nT - Q(nT)\sin 2\pi \Delta f nT\} / 2 \\ + \{II(nT)\cos 2\pi \Delta f nT + QQ(nT)\sin 2\pi \Delta f nT\} / 2 \quad \dots (6)$$

ただし、 $n=0, 1, 2, \dots, T$; サンプリグ周期

【0018】同様に信号45は、A/D変換器12によ

$$DQ(nT) = \{I(nT)\sin 2\pi \Delta f nT - Q(nT)\cos 2\pi \Delta f nT\} / 2 \\ + \{II(nT)\sin 2\pi \Delta f nT + QQ(nT)\cos 2\pi \Delta f nT\} / 2 \quad \dots (7)$$

【0019】次に信号46は、デジタル乗算器31に
入力され、デジタルcos信号48と乗算され、信号

$$I1(nT) = \{I(nT) + II(nT)\} / 4 \quad \dots (8)$$

【0020】また信号46は、デジタル乗算器32に
も入力され、デジタルsin信号50と乗算され、信

$$Q1(nT) = \{Q(nT) - QQ(nT)\} / 4 \quad \dots (9)$$

【0021】同様に信号47は、デジタル乗算器34
に入力され、デジタルsin信号49と乗算され、信

$$I2(nT) = \{I(nT) - II(nT)\} / 4 \quad \dots (10)$$

【0022】また信号47は、デジタル乗算器33に
も入力され、デジタルcos信号48と乗算され、信

$$Q2(nT) = \{Q(nT) + QQ(nT)\} / 4 \quad \dots (11)$$

【0023】次に信号51のI1(nT)と信号52の
I2(nT)は、デジタル加算器36に入力され、隣
接チャネル波成分を除去されて、信号27のI(nT)
が得られる。

【0024】同様に信号53のQ1(nT)と信号54
のQ2(nT)は、デジタル加算器35に入力され、
隣接チャネル波成分を除去されて、信号28のQ(nT)
が得られる。

【0025】最後に、信号27のI(nT)と信号28
のQ(nT)は、それぞれルートナイキストフィルタ1
3と14によって波形整形され、それぞれベースバンド
I信号29とベースバンドQ信号30が得られる。

【0026】デジタル乗算器31~34とデジタル
加算器35、36とルートナイキストフィルタ13、1
4は、DSP(digital Signal Processor)により容易に
実現できる。

【0027】以上のように、上記第1実施例によれば、
直交復調器に入力する局部発振信号37の周波数をRF
信号の周波数からずらして直交復調し、この直交復調器

$$DDI(nT) = \{I(nT)\sin 2\pi \Delta f nT + Q(nT)\cos 2\pi \Delta f nT\} / 2 \\ + \{II(nT)\sin 2\pi \Delta f nT - QQ(nT)\cos 2\pi \Delta f nT\} / 2 \quad \dots (12)$$

【0030】次に信号56のDDI(nT)と信号47
のDQI(nT)は、デジタル加算器35に入力さ
れ、隣接チャネル波成分を除去されて、信号57のSS

$$SS(nT) = I(nT)\sin 2\pi \Delta f nT + Q(nT)\cos 2\pi \Delta f nT \quad \dots (13)$$

【0031】次に、信号57のSS(nT)は、ディ
ジタル加算器31に入力され、デジタルsin信号49
と乗算され、信号27のI(nT)が得られる。同様に
信号57のSS(nT)は、デジタル加算器32にも入
力され、デジタルsin信号48と乗算され、信号2
8のQ(nT)が得られる。

ってデジタル信号に変換され、信号47のDQ(nT)
が得られる。信号47のDQ(nT)は次式で示さ
れる。

51のI1(nT)が得られる。信号51のI1(nT)
は次式で示される。

号53のQ1(nT)が得られる。信号53のQ1(nT)
は次式で示される。

号52のI2(nT)が得られる。信号52のI2(nT)
は次式で示される。

号54のQ2(nT)が得られる。信号54のQ2(nT)
は次式で示される。

により出力される2つの系統の信号に対し、ディ
ジタル乗算器31~34とデジタル加算器35、36によ
り構成される隣接チャネル波除去回路により、希
望信号に重畳される隣接チャネル波を除去するこ
とによって、受信障害が生じることを防ぐことが
できる。

【0028】(実施例2) 図2は本発明の第2実施
例の構成を示すものである。この第2実施例が第
1実施例と異なるところは、90度移相器55とデ
ジタル加算器35によって隣接チャネル波除去回
路を実現した構成にあり、他の構成は第1実施
例と同じなので、対応する部材、信号等につい
ては同一符号をして付して、詳しい説明は省略
する。

【0029】以下、第2実施例の動作を図2を
用いて説明する。信号46のDI(nT)と信号47
のDQ(nT)を得るまでは、上記第1実施例と同
じである。信号46のDI(nT)は、デジタル90
度移相器55に入力され、90度移相されること
によって、信号56のDDI(nT)が得られる。
信号56のDDI(nT)は次式で示される。

(nT)が得られる。信号57のSS(nT)は次
式で示される。

【0032】最後に、信号27のI(nT)と信
号28のQ(nT)は、それぞれルートナイキスト
フィルタ13と14によって波形整形され、それ
ぞれベースバンドI信号29とベースバンドQ信
号30が得られる。

【0033】デジタル90度移相器55とデジ
タル加算器35とルートナイキストフィルタ13、
14は、

DSP (Digital Signal Processor) により容易に実現できる。

【0034】 以上のように、上記第2実施例によれば、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらして直交復調し、この直交復調器から出力される2つの系統の信号に対し、デジタル90度移相器55とデジタル加算器35により構成される隣接チャネル波除去回路により、希望信号に重畳される隣接チャネル波を除去することによって、受信障害が生じることを防ぐことができる。

【0035】 また、第2実施例においては、90度移相器55の演算量が多いため、現状のDSP (Digital Signal Processor) では全体の演算量が多くなるが、これは今後のDSP (Digital Signal Processor) の進歩により解決できることである。

【0036】

【発明の効果】 本発明は、上記実施例から明らかなように、直交復調器に入力する局部発振信号の周波数をRF信号の周波数からずらして直交復調するとともに、直交復調器から出力される2つの系統の信号に対し、デジタル乗算器とデジタル加算器により構成される隣接チャネル波除去回路、あるいはデジタル90度移相器とデジタル加算器により構成される隣接チャネル波除去回路により、希望信号に重畳される隣接チャネル波を除去することによって、受信障害が生じることを防ぐことができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1実施例におけるダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図

【図2】 本発明の第2実施例におけるダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図

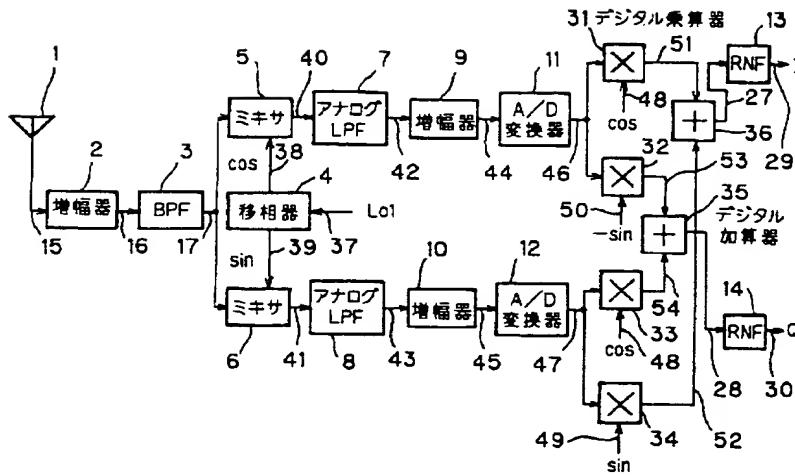
【図3】 従来におけるダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図

【符号の説明】

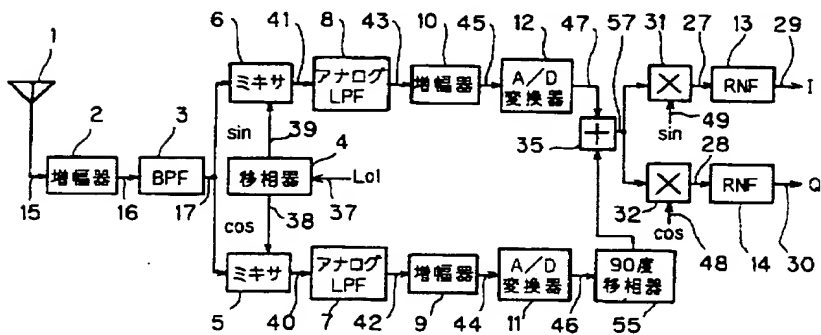
- 1 空中線
- 2 増幅器
- 3 バンドパスフィルタ (BPF)
- 4 移相器
- 5、6 ミキサ
- 7、8 アナログローパスフィルタ (LPF)
- 9、10 増幅器
- 11、12 A/D変換器
- 13、14 ルートナイキストフィルタ (RNF)

- 15 受信信号
- 16 受信信号を増幅した信号
- 17 信号16に対し不要周波数成分を除去した信号
- 18 局部発振信号 (受信信号と同じ周波数)
- 19 cos波 (受信信号と同じ周波数)
- 20 sin波 (受信信号と同じ周波数)
- 21 アナログI信号
- 22 アナログQ信号
- 23 信号21に対し不要周波数成分を除去した信号
- 24 信号22に対し不要周波数成分を除去した信号
- 25 信号23を増幅した信号
- 26 信号24を増幅した信号
- 27 デジタルベースバンドI信号
- 28 デジタルベースバンドQ信号
- 29 波形整形されたデジタルベースバンドI信号
- 30 波形整形されたデジタルベースバンドQ信号
- 31、32、33、34 デジタル乗算器
- 35、36 デジタル加算器
- 37 局部発振信号 (受信信号から周波数をずらしている。)
- 38 cos波 (受信信号から周波数をずらしている。)
- 39 sin波 (受信信号から周波数をずらしている。)
- 40 アナログI信号
- 41 アナログQ信号
- 42 信号40に対し不要周波数成分を除去した信号
- 43 信号41に対し不要周波数成分を除去した信号
- 44 信号42を増幅した信号
- 45 信号43を増幅した信号
- 46 デジタルI信号
- 47 デジタルQ信号
- 48 デジタルcos信号
- 49 デジタルsin信号
- 50 デジタルsin信号
- 51 信号46とデジタルcos信号を乗算した信号
- 52 信号47とデジタルsin信号を乗算した信号
- 53 信号46とデジタルsin信号を乗算した信号
- 54 信号47とデジタルcos信号を乗算した信号
- 55 90度移相器
- 56 信号46に対し90度移相した信号
- 57 信号47と信号56を加算した信号

【図 1】



【図 2】



【図 3】

